

II-153 回転子回路にコンデンサを挿入した 誘導電動機の始動過渡特性

松 瀬 貢 規

Starting Transient Characteristics of Induction Motor with Capacitors in the Rotor Circuit.

Koki MATSUSE

Abstract

In this paper the author sets up the differential performance equations of the three phase induction motor with capacitors in the rotor circuit, and clarify the starting transient characteristics of this motor at the line starting. He describes two kinds of differential performance equations obtained by applying (1) the instantaneous symmetrical coordinate method, and (2) the $\alpha \cdot \beta$ phase $d \cdot q$ axis coordinate method. To calculate the characteristics by the (1) method is difficult, because the solution the cubic algebraic equation with the complex number coefficient is necessary for it.

Therefore the author investigates the starting characteristics with the (2) method by the numerical calculation using digital computer.

This paper deals with the starting transient torque, the revolution, the starting transient current of the stator and the rotor of the tested motor for various values of the capacitor and the resistance inserted in the rotor circuit.

1 まえがき

巻線形三相誘導電動機（3相I・M）の新しい速度制御法として可能性のある、回転子回路にコンデンサを挿入して、そのコンデンサの容量を変化して速度制御する方法^{(1)~(3)}を始動時過渡特性から検討した。まず、一般の三相I・Mの始動時過渡特性を2つの解析方法で求め、その結果が一致することを述べた。次に、コンデンサを回転子回路に挿入したときのじか入れ始動時過渡特性の解析に対する2つの方法を検討した。瞬時対称座標法、ラプラス変換法等を用いる方法は複素係数を持つ3次の代数方程式を解かねばならず、その根は非常に複雑になりこの方法は実用的ではなく、2軸理論を適用したデジタル・シミュレーションによる方法、すなわち、 $\alpha \cdot \beta$ 相、 $d \cdot q$ 軸座標系の方程式を求め、この1階の7元連立非線形微分方程式を数値計算する解析方法を用いるのが望ましいことを述べ、後者の解析方法を用いて始動特性の解析を行なっ

た。始動時過渡特性については、(1)無負荷で2次挿入抵抗がない場合、(2)無負荷で2次挿入抵抗がある場合、および(3)制動負荷を負って始動する場合等についてそれぞれ挿入コンデンサの容量を種々変化して、始動時過渡トルク、回転数の変化、固定子始動過渡電流、および回転子始動過渡電流等の諸特性を検討した。

2 コンデンサを回転子回路に挿入した時の三相I・Mの基礎方程式

(2・1) 三相I・Mの基礎方程式

回転子回路にコンデンサを挿入しない、いわゆる普通の状態での誘導電動機の電気系の基礎方程式は多軸行列法と瞬時対称座標法を用いて⁽⁴⁾⁽⁵⁾、又は2軸理論⁽⁶⁾⁽⁷⁾によって書き表わすことができる。電気系の基礎方程式は電圧、電流方程式とトルク方程式であり、機械系の方程式は回転機の運動方程式である。電圧・電流方程式およびトルク方程式を多軸行列法と瞬時対称座標法により、すなわち、電圧や電流を正相分、逆

相分の諸量で表わすと(1)式と(2)式となる。また、2軸理論によると、すなわち、電圧や電流を $\alpha \cdot \beta$ 相、 $d \cdot q$ 軸成分で書き表わすと(3)式および(4)式になる。

従って、同一の現象を理論的に解析する場合には次の2種類の方法のどちらかをを用いればよい。(1) (1)式(2)式および機械系の方程式である(5)式を用いる方法。(2) (3)式(4)式および(5)式を用いる方法。この2種類の方法はそれぞれ次の手法で解析される。まず、(1)の方

$$\begin{pmatrix} e_{11} \\ e_{12} \\ e_{21}\varepsilon^{j\theta} \\ e_{22}\varepsilon^{-j\theta} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R_1 + \left(l_1 + \frac{3}{2}L_1\right)P, & \frac{3}{2}MP, \\ & R_1 + \left(l_1 + \frac{3}{2}L_1\right)P, & \frac{3}{2}MP \\ \frac{3}{2}M(P - j\omega'), & R_2 + \left(l_2 + \frac{3}{2}L_2\right)(P - j\omega'), \\ & \frac{3}{2}M(P + j\omega'), & R_2 + \left(l_2 + \frac{3}{2}L_2\right)(P + j\omega') \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_1^1 \\ i_1^2 \\ i_2^1\varepsilon^{j\theta} \\ i_2^2\varepsilon^{-j\theta} \end{pmatrix} \quad \cdots(1)$$

$$T = j\frac{3}{2}Mq\{i_1^2 i_2^1 \varepsilon^{j\theta} - i_1^1 i_2^2 \varepsilon^{-j\theta}\} \quad [N \cdot m] \quad \cdots(2)$$

ただし

e_{11}, e_{12} ; 正相および逆相電圧 [V]

$e_{21}\varepsilon^{j\theta}, e_{22}\varepsilon^{-j\theta}$; 整流行列 [K] で変換後の正相および逆相電圧 [V]

i_1^1, i_1^2 ; 正相および逆相電流 [A]

$i_2^1\varepsilon^{j\theta}, i_2^2\varepsilon^{-j\theta}$; [K] で変換後の正相および逆相電流 [A]

R_1, R_2 ; 1 相分抵抗 [Ω]

l_1, l_2 ; 1 相分漏れインダクタンス [H]

$$\begin{pmatrix} e_{1\alpha} \\ e_{1\beta} \\ e_{2d} \\ e_{2q} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R_1 + \left(l_1 + \frac{3}{2}L_1\right)P, & \frac{3}{2}MP, \\ & R_1 + \left(l_1 + \frac{3}{2}L_1\right)P, & \frac{3}{2}MP \\ \frac{3}{2}MP, & \frac{3}{2}M\omega', & R_2 + \left(l_2 + \frac{3}{2}L_2\right)P, & \left(l_2 + \frac{3}{2}L_2\right)\omega' \\ -\frac{3}{2}M\omega', & \frac{3}{2}MP, & -\left(l_2 + \frac{3}{2}L_2\right)\omega', & R_2 + \left(l_2 + \frac{3}{2}L_2\right)P \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{1\alpha} \\ i_{1\beta} \\ i_{2d} \\ i_{2q} \end{pmatrix} \quad \cdots(3)$$

$$T = \frac{3}{2}Mq\{i_{1\beta} i_{2d} - i_{1\alpha} i_{2q}\} \quad \cdots(4)$$

ただし

$e_{1\alpha}, e_{1\beta}$; α 相, β 相電圧 [V]

e_{2d}, e_{2q} ; d 軸, q 軸電圧 [V]

$i_{1\alpha}, i_{1\beta}$; α 相, β 相電流 [A]

i_{2d}, i_{2q} ; d 軸, q 軸電流 [A]

$$T = J \frac{d\omega_m}{dt} + D\omega_m + T_L \quad \cdots(5)$$

ただし $\omega_m = \omega'/q$

T : 発生瞬時トルク [$N \cdot m$]

J : 慣性モーメント [$N \cdot m \text{ sec}^2/\text{rad}^2$]

D : 制動係数 [$N \cdot m \text{ sec}/\text{rad}^2$]

T_L : 一定負荷 [$N \cdot m$]

(2・2) コンデンサを回転子回路に挿入したときの

法では、過渡電流や過渡トルクをラプラス変換法によって微分方程式から近似的に手計算で求めるか、デジタル計算機によって、前もって求めた過渡電流や過渡トルクと回転機の運動方程式とから数値解析する。(2)の方法では、デジタル計算機による連立微分方程式の数値計算 (デジタル・シミュレーション)、又は、アナログ計算機による連立微分方程式の解析 (アナログ・シミュレーション) 等の方法がある。

L_1, L_2 ; 1 相分自己インダクタンス [H]

M ; 固定子, 回転子間の 1 相当りの最

大相互インダクタンス [H]

P ; 微分演算子

q ; 極対数

ω, ω' ; 電源角周波数および回転子の電氣的角周波数 [rad/sec]

θ ; 固定子と回転子の電氣的偏差角 [rad]

各記号の右下に付けた最初の 1, 2 はそれぞれ固定子側と回転子側を表わす。

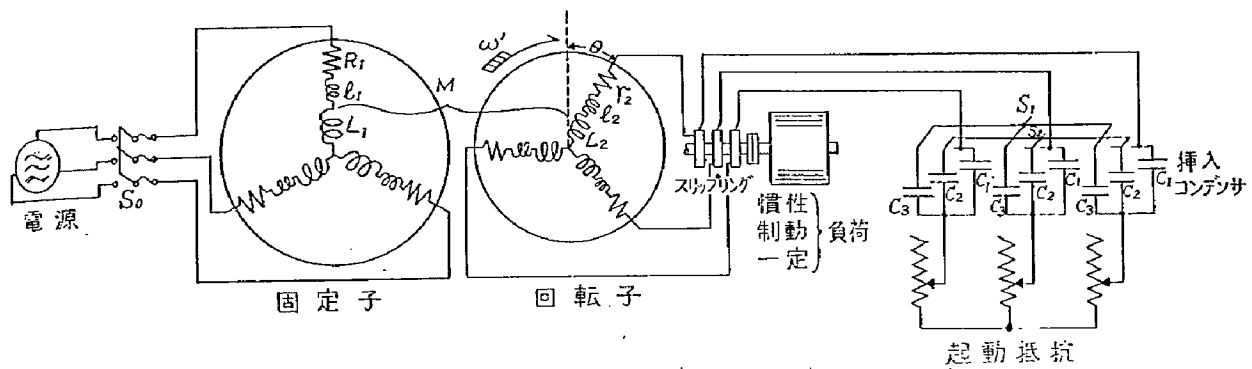
三相 I・M の基礎方程式

巻線形三相 I・M の回転子回路にコンデンサを挿入した場合の回路図を第 1 図に示す。この図はコンデンサと起動抵抗を直列に挿入しているが、これを並列に挿入方法もある⁽⁸⁾⁽⁹⁾。

この図の状態での電圧、電流方程式は固定子回路では R_1, l_1, L_1 が三相平衡で、各相直列接続であり、回転子回路では巻線抵抗と起動抵抗の和 R_2 と l_2, L_2 とコンデンサ C とが直列に接続されて、固定子と回転子が θ だけの角度を持っている条件より求める。

多軸行列法により電圧方程式を求めると(6)式が得られる。

(6)式のままではインピーダンス・テンソルは $\theta = \omega't$ で時間を含んでいるので逆行列によってアドミッタ



第1図 2次回路にコンデンサを挿入した3相I・M

$$\begin{pmatrix} e_{11} \\ e_{12} \\ e_{21} \\ e_{22} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R_1 + \left(l_1 + \frac{3}{2}L_1\right)P, & \frac{3}{2}MP\epsilon^{j\theta}, \\ & R_1 + \left(l_1 + \frac{3}{2}L_1\right)P, & \frac{3}{2}MP\epsilon^{-j\theta} \\ \frac{3}{2}MP\epsilon^{-j\theta}, & & P_2 + \left(l_2 + \frac{3}{2}L_2\right)P + \frac{1}{PC}, \\ & \frac{3}{2}MP\epsilon^{j\theta}, & R_2 + \left(l_2 + \frac{3}{2}L_2\right)P + \frac{1}{PC} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_1^1 \\ i_1^2 \\ i_2^1 \\ i_2^2 \end{pmatrix} \quad \dots\dots(6)$$

ス・テンソルを求められない。そこで、 θ を消去するために整流行列を使って座標を変換する。ところが、2次にコンデンサを含む為、2次の変数が電流のままでは変換できない。電流と電荷の間には $q = \int idt$,

$i = dq/dt$ なる関係があるため、2次電流だけを消去し、2次側だけ電荷を変数とする。その結果は(7)式で表わされる。

(7)式を整流行列 K を用いて変換すると(9)式となる。

$$\begin{pmatrix} e_{11} \\ e_{12} \\ e_{21} \\ e_{22} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R_1 + \left(l_1 + \frac{3}{2}L_1\right)P, & \frac{3}{2}MP\epsilon^{j\theta}P, \\ & R_1 + \left(l_1 + \frac{3}{2}L_1\right)P, & \frac{3}{2}MP\epsilon^{-j\theta}P \\ \frac{3}{2}MP\epsilon^{-j\theta}, & & PR_2 + \left(l_2 + \frac{3}{2}L_2\right)P^2 + 1/C, \\ & \frac{3}{2}MP\epsilon^{j\theta}, & PR_2 + \left(l_2 + \frac{3}{2}L_2\right)P^2 + 1/C \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_1^1 \\ i_1^2 \\ q_2^1 \\ q_2^2 \end{pmatrix} \quad \dots\dots(7)$$

$$[K] = \begin{pmatrix} 1, & \\ & 1, \\ & & \epsilon^{-j\theta}, \\ & & & \epsilon^{j\theta} \end{pmatrix} \quad \dots\dots(8)$$

$$\begin{pmatrix} e_{11} \\ e_{12} \\ e_{21}\epsilon^{j\theta} \\ e_{22}\epsilon^{-j\theta} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R_1 + \left(l_1 + \frac{3}{2}L_1\right), & \frac{3}{2}MP(P - j\omega') \\ & R_1 + \left(l_1 + \frac{3}{2}L_1\right)P, & \frac{3}{2}MP(P + j\omega') \\ \frac{3}{2}M(P - j\omega'), & & R_2(P - j\omega') + \left(l_2 + \frac{3}{2}L_2\right)(P - j\omega')^2 + 1/C \\ & \frac{3}{2}M(P + j\omega'), & R_2(P + j\omega') + \left(l_2 + \frac{3}{2}L_2\right)(P + j\omega')^2 + 1/C \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_1^1 \\ i_1^2 \\ q_2^1\epsilon^{j\theta} \\ q_2^2\epsilon^{-j\theta} \end{pmatrix} \quad \dots\dots(9)$$

結局(9)式が回転子回路にコンデンサを有する三相I・Mの瞬時対称座標法で表わした電圧方程式である。瞬時トルクは(2)式に(9)式で求めた瞬時電流を代入して計算される。

今、第1図の S_0 を閉じ、静止状態のI・Mを開始する場合の過渡電流を(9)式から求める。(9)式のインピーダンス・テンソルは時間 t に無関係な静止インピーダンス・テンソルであるため理論的には始動過渡電流

を求めることが出来る。ところが、(9)式の1次、2次の正相分だけを取り出した正相分電圧方程式のインピーダンス・テンソルの行列式は3次の微分演算子を持っている。従って、普通のI・Mの過渡電流を求めるように簡単には解析しえない。この場合、複素係数をもつ3次の代数方程式の根を求めなければ過渡電流の計算は不可能であり、根を求めたとしても、非常に複雑になるので、実用的にはこの解析方法は不適である。

そこで、瞬時対称座標ではなく、前述の2軸理論を適用して、電圧方程式、トルク方程式を求め、非線形の連立微分方程式をデジタル計算機又はアナログ計算機で解析する方法が望ましい。

$$\begin{pmatrix} e_{1\alpha} \\ e_{1\beta} \\ e_{2d} \\ e_{2q} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R_1 + \left(l_1 + \frac{3}{2}L_1\right)P, & & & \frac{3}{2}MP, \\ & R_1 + \left(l_1 + \frac{3}{2}L_1\right)P, & & \frac{3}{2}MP \\ -\frac{3}{2}M\omega', & \frac{3}{2}M\omega', & R_2 + \frac{1}{PC} + \left(l_2 + \frac{3}{2}L_2\right)P, & \left(l_2 + \frac{3}{2}L_2\right)\omega' \\ \frac{3}{2}M\omega', & -\frac{3}{2}M\omega', & -\left(l_2 + \frac{3}{2}L_2\right)\omega', & R_2 + \frac{1}{PC} + \left(l_2 + \frac{3}{2}L_2\right)P \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{1\alpha} \\ i_{1\beta} \\ i_{2d} \\ i_{2q} \end{pmatrix} \dots\dots(10)$$

(10)式、(4)式および(5)式をデジタル計算機又はアナログ計算機で解くために変形して、まとめると次のようになる。ただし、 $i_{2d}/P = q_{2d}$ 、 $i_{2q}/P = q_{2q}$ とおき、2次回路には外部からの印加電圧がないので $e_{2d} = e_{2q} = 0$ とおく。

$$\left\{ \begin{aligned} P i_{1\alpha} &= \frac{l_2 + \frac{3}{2}L_2}{A} e_{1\alpha} - \frac{l_2 + \frac{3}{2}L_2}{A} R_1 i_{1\alpha} + \frac{3}{2} \frac{M}{A} E_\alpha \\ &\quad + \frac{3}{2} \frac{M}{A} R_2 i_{2d} + \frac{3}{2} \frac{M}{cA} q_{2d} \\ P i_{1\beta} &= -\frac{l_2 + \frac{3}{2}L_2}{A} e_{1\beta} - \frac{l_2 + \frac{3}{2}L_2}{A} R_1 i_{1\beta} - \frac{3}{2} \frac{M}{A} E_\beta \\ &\quad + \frac{3}{2} \frac{M}{A} R_2 i_{2q} + \frac{3}{2} \frac{M}{cA} q_{2q} \\ P i_{2\alpha} &= -\frac{3}{2} \frac{M}{A} e_{1\alpha} - \frac{l_1 + \frac{3}{2}L_1}{A} E_\alpha - \frac{l_1 + \frac{3}{2}L_1}{A} R_2 i_{2d} \\ &\quad + \frac{3}{2} \frac{M}{A} R_1 i_{1\alpha} + \frac{l_1 + \frac{3}{2}L_1}{cA} q_{2d} \\ P i_{2q} &= -\frac{3}{2} \frac{M}{A} e_{1\beta} - \frac{l_1 + \frac{3}{2}L_1}{A} E_\beta - \frac{l_1 + \frac{3}{2}L_1}{A} R_2 i_{2q} \\ &\quad + \frac{3}{2} \frac{M}{A} R_1 i_{1\beta} - \frac{l_1 + \frac{3}{2}L_1}{cA} q_{2q} \\ P q_{2d} &= i_{2d} \\ P q_{2q} &= i_{2q} \\ T &= \frac{3}{2} M q \{ i_{1\beta} i_{2d} - i_{1\alpha} i_{2q} \} \\ P \omega' &= \frac{q}{J} T - \frac{D}{J} \omega' - \frac{q}{J} T_L \end{aligned} \right. \dots\dots(11)$$

但し、 $E_\beta = \omega' \left\{ \frac{3}{2} M i_{1\beta} + \left(l_2 + \frac{3}{2} L_2 \right) i_{2q} \right\}$
 $E_\alpha = \omega' \left\{ \frac{3}{2} M i_{1\alpha} + \left(l_2 + \frac{3}{2} L_2 \right) i_{2d} \right\}$
 $A = \left(l_1 + \frac{3}{2} L_1 \right) \left(l_2 + \frac{3}{2} L_2 \right) - \left(\frac{3}{2} M \right)^2$

瞬時対称座標法で表わした電圧方程式の(6)式を座標変換して、(2.1)節で述べた2軸理論の α 、 β 相、 d 、 q 軸成分の電圧、電流で表わすと(10)式となる。

又、トルク方程式は(4)式である。

3 数値計算例

(3・1) 三相I・Mの始動過渡現象

数値計算に供した巻線形三相I・Mの定格と諸定数を第1表に示す。

まず、2次回路にコンデンサを持たない、いわゆる普通の三相誘導電動機の始動特性を計算する方法は(2.1)節で述べたように種々ある。ここでは、(1)瞬時対称座標法、ラプラス変換法等を用いる方法、すなわち、(1)式、(2)式および(5)式を用いる方法と(2)2軸理論を用いるデジタル・シミュレーションによる方法、すなわち、(3)式、(4)式および(5)式を用いる方法とによる解析結果を比較、検討する。

(1)の解析方法は(1)式より電圧をステップ状に印加した時の過渡電流を求め、(2)式に代入して瞬時トルクを計算し、(5)式と始動過渡電流、トルクとを連立させて、各時刻の回転数、と共にデジタル計算機によって非線形微分方程式を数値計算する。

第1表 供試機の諸定数

定 格	諸 定 数
出 力 2.2KW	$R_1 = 0.549 \Omega$
電 圧 200V	$R_2 = 0.770 \Omega$
電 流 8.8A	$l_1 + \frac{3}{2}L_1 = l_2 + \frac{3}{2}L_2 = 0.0965H$
極 数 4	$\frac{3}{2}M = 0.092H$
周波数 50Hz	$J = 0.0368 N \cdot m \cdot sec^2 / rad^2$
	$D = 0.00384 N \cdot m \cdot sec / rad^2$

第2図(a)(b)に(1)の方法で求めた計算結果を示す。(a)図には線間電圧が200Vの三相平衡電圧をステップ状に印加したときの始動過渡トルクと回転数を、(b)図には固定子過渡電流を示す。この場合 T_L は零で、無負荷である。

上記と同じ状態を(2)の方法で解析した結果を第3図(a)(b)(c)に示す。(a)図は始動過渡トルクと回転数、(b)図には固定子過渡電流、(c)図には回転子過渡電流を表わ

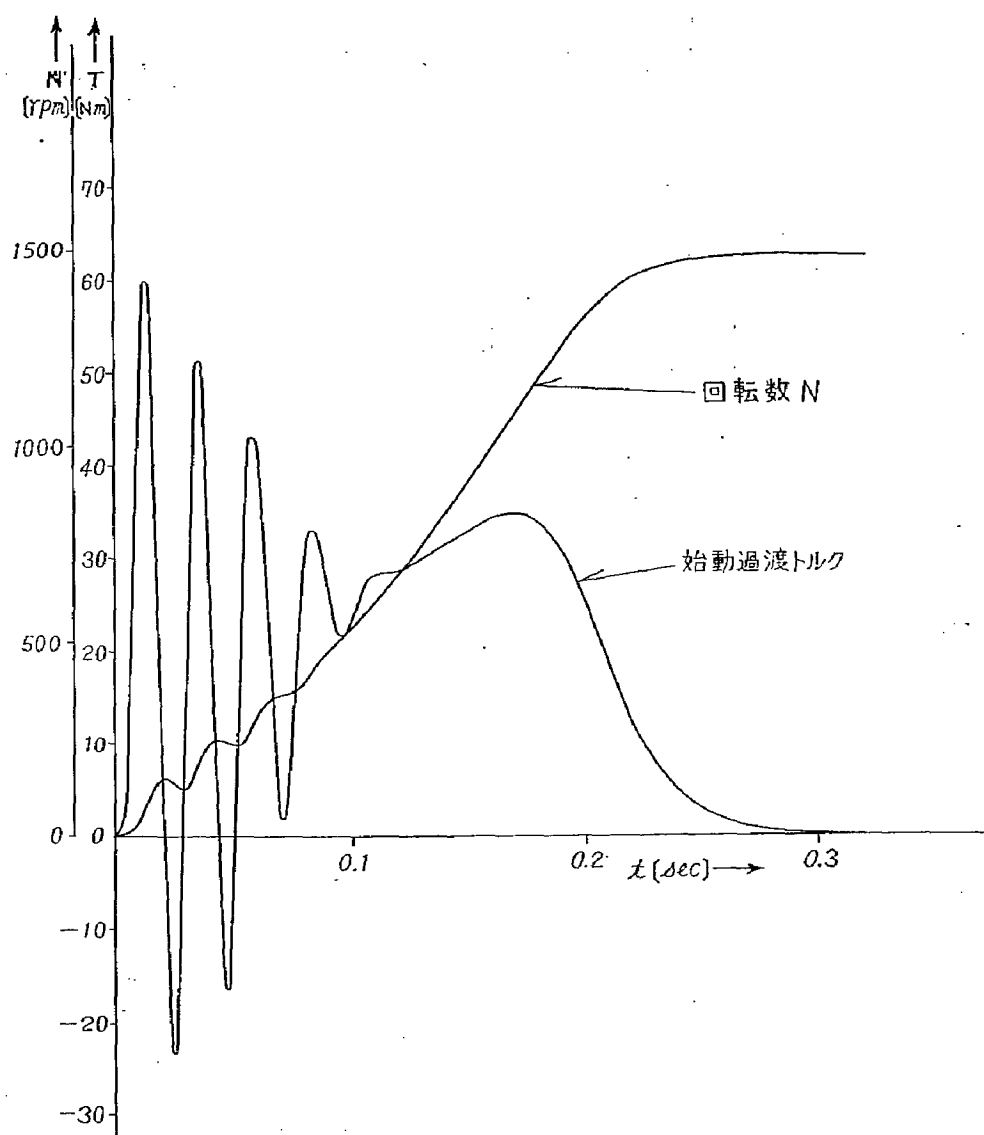
している。二つの解析方法による誤差は、過渡振動トルクの振動回数が5回と7回の違いがあるだけで誤差はほとんどない。従って、どちらの方法を用いてもよい。ただし、(1)の方法は、(1)式から過渡電流を求め、(2)式の瞬時トルクを手計算で求めるのが多少複雑である。共にデジタル計算機で数値計算しなければならないので、(2)の方法を用いるのが実用的である。

(3・2) 回転子回路にコンデンサを持つ三相 I・M の始動時過渡現象

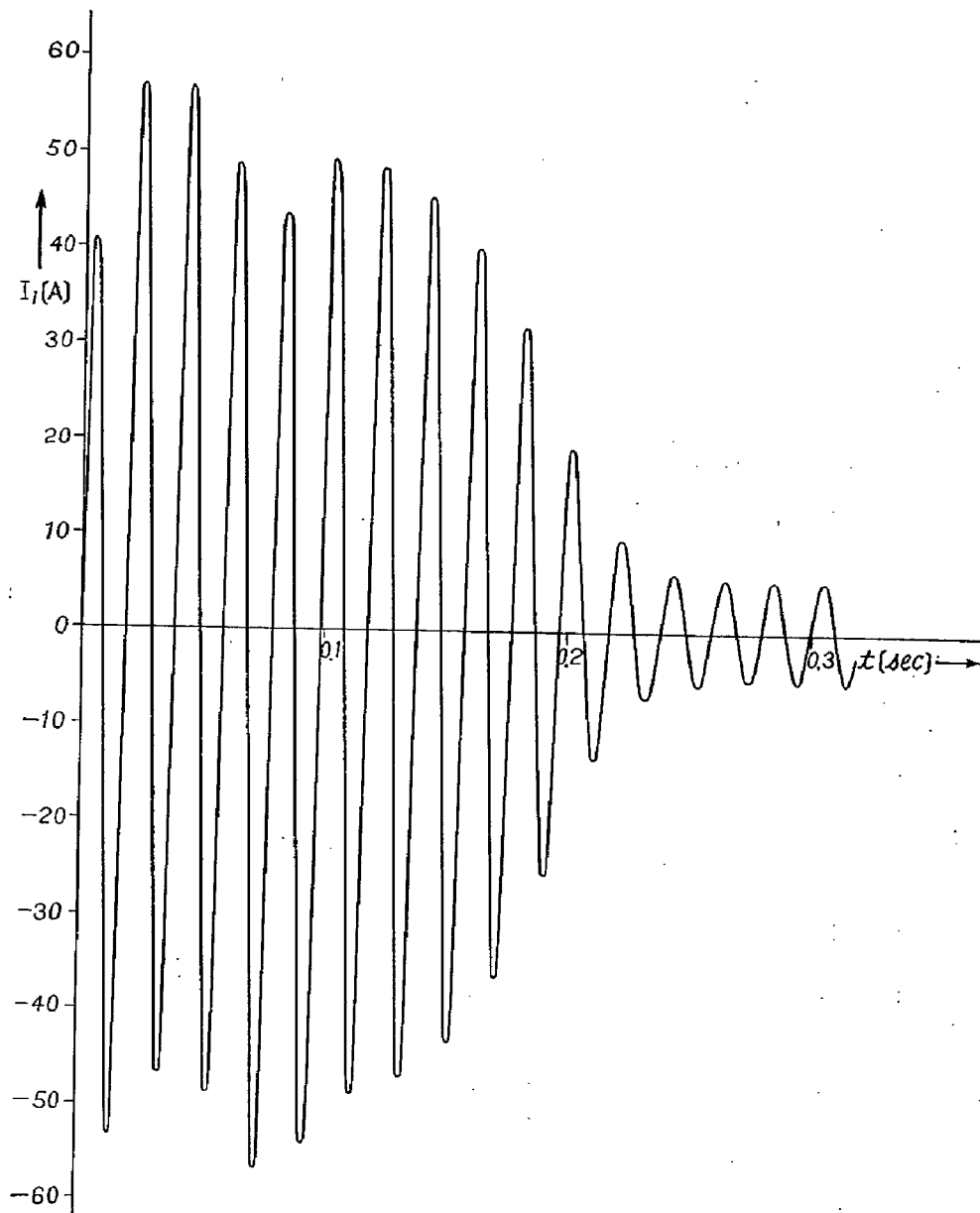
コンデンサを持つ I・M の始動時過渡現象は(11)式に入力としてステップ状に正弦波電圧を印加し、数値計算を行なって解析される。(11)式は7変数の1階7元連立非線形微分方程式であるので手計算では解けない。

本論文では、デジタル計算機で Runge-Kutta 法を用いて解く、いわゆるデジタル・シミュレーションの方法で数値解析した。また計算きざみはすべて電源電圧の周期20の分の1とし、定格が $f=50\text{Hz}$ であるので0.001秒とした。

2次回路にコンデンサがある場合とない場合の過渡現象を比較するために、まず、無負荷状態で、2次回路には外部からの挿入抵抗がなく、コンデンサのみが挿入された場合について計算した。第4図(a)(b)(c)に、回転子回路への挿入コンデンサの容量が1相につき $2000\text{F}\mu$ である時に、定格電圧でじか入れ始動した場合の計算結果を示す。(a)図は始動時過渡トルクと回転数、(b)図は固定子始動時過渡電流、(c)図には固定子側



第2図 瞬時対称座標法による計算結果
(a) 始動過渡トルクと回転数
($V=200\text{V}$, $f=50\text{Hz}$, $R_{2x}=0$, C なし)



第2図(b) 固定子始動過渡電流

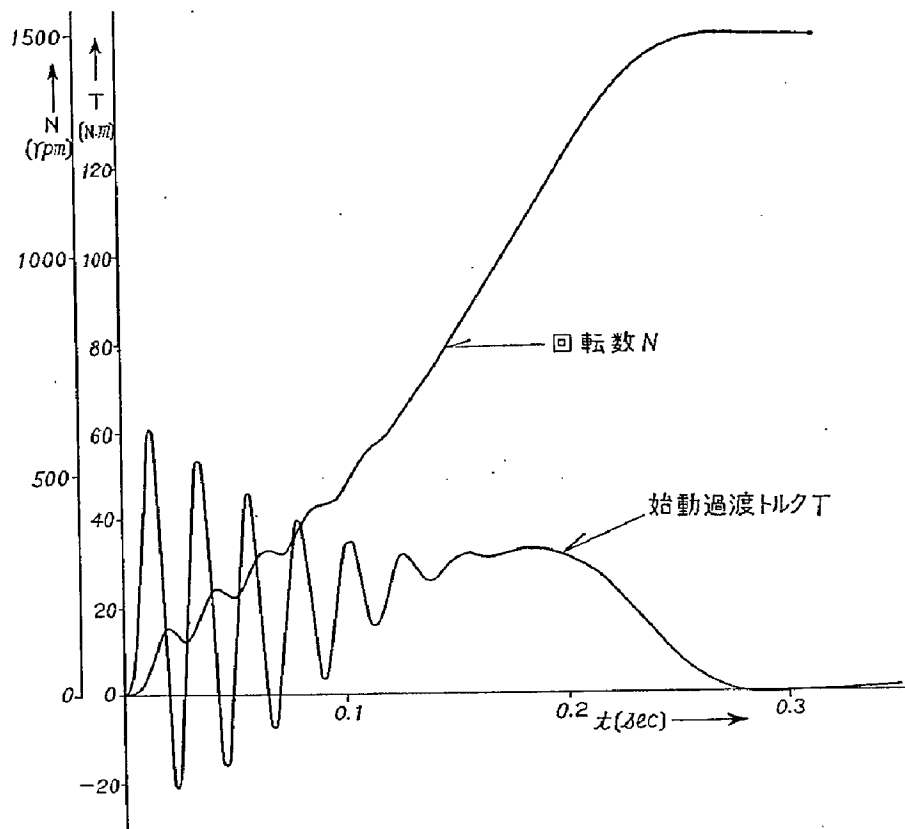
よりみた回転子始動時過渡電流である。(c)図では固定子側より見ているので、電流の周波数は電源周波数に等しく、回転数が同期速度では電流は零になっている。第5図(a)(b)(c)に、2次挿入コンデンサの容量を $3200\mu F$ にした場合のじか入れ始動時過渡トルクと回転数、固定子過渡電流および固定子側に換算した回転子過渡電流をそれぞれ示した。第6図(a)(b)(c)にはコンデンサの容量を $6400\mu F$ にした場合の始動時過渡現象を示した。次に、2次挿入コンデンサの容量は $3200\mu F$ とし、2次挿入抵抗を 0.97Ω にした時のじか入れ始動過渡トルクと回転数の計算例を第7図に、挿入抵抗を 2.88Ω にした時のじか入れの始動時過渡トルクと回転数の計

算結果を第8図に示した。

4 始動時過渡特性

(4・1) 回転子回路にコンデンサを挿入した I・M と挿入しない I・M との始動過渡特性の比較

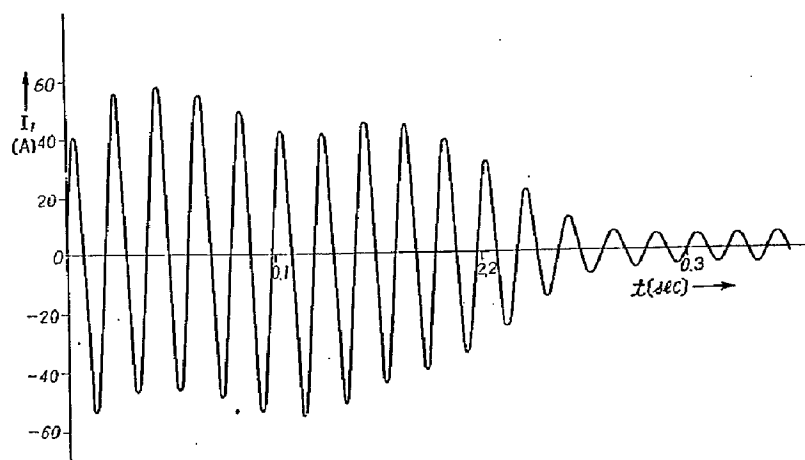
コンデンサを挿入しない I・M の始動時過渡特性は電源電圧、周波数、2次抵抗等をパラメータとしてすでに論じられている。ここで述べる特性の比較は先に述べた無負荷で2次挿入抵抗のない場合の始動過渡特性について行ない、解析結果の第2図～第8図を参照して検討する。始動時には過渡振動トルクが発生し、その振動トルクの最大値はコンデンサを挿入すると一



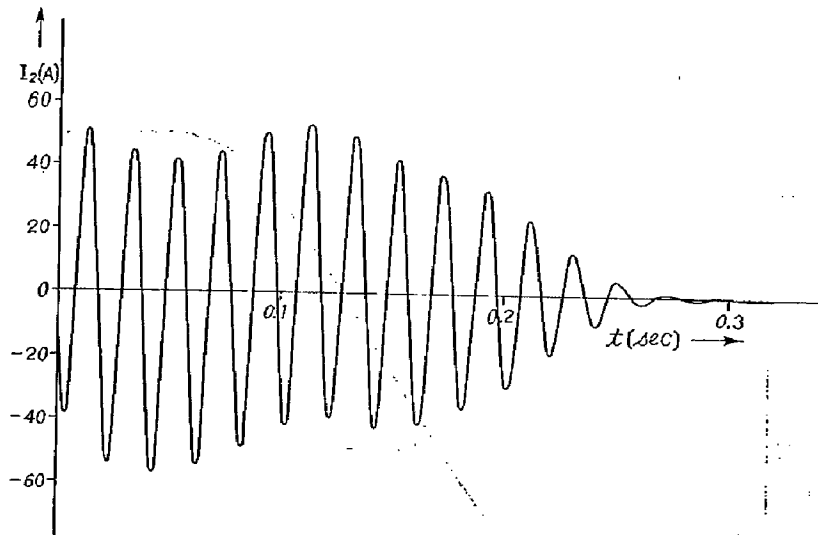
第3図 デジタル・シミュレーションによる計算結果

(a) 始動過渡トルクと回転数

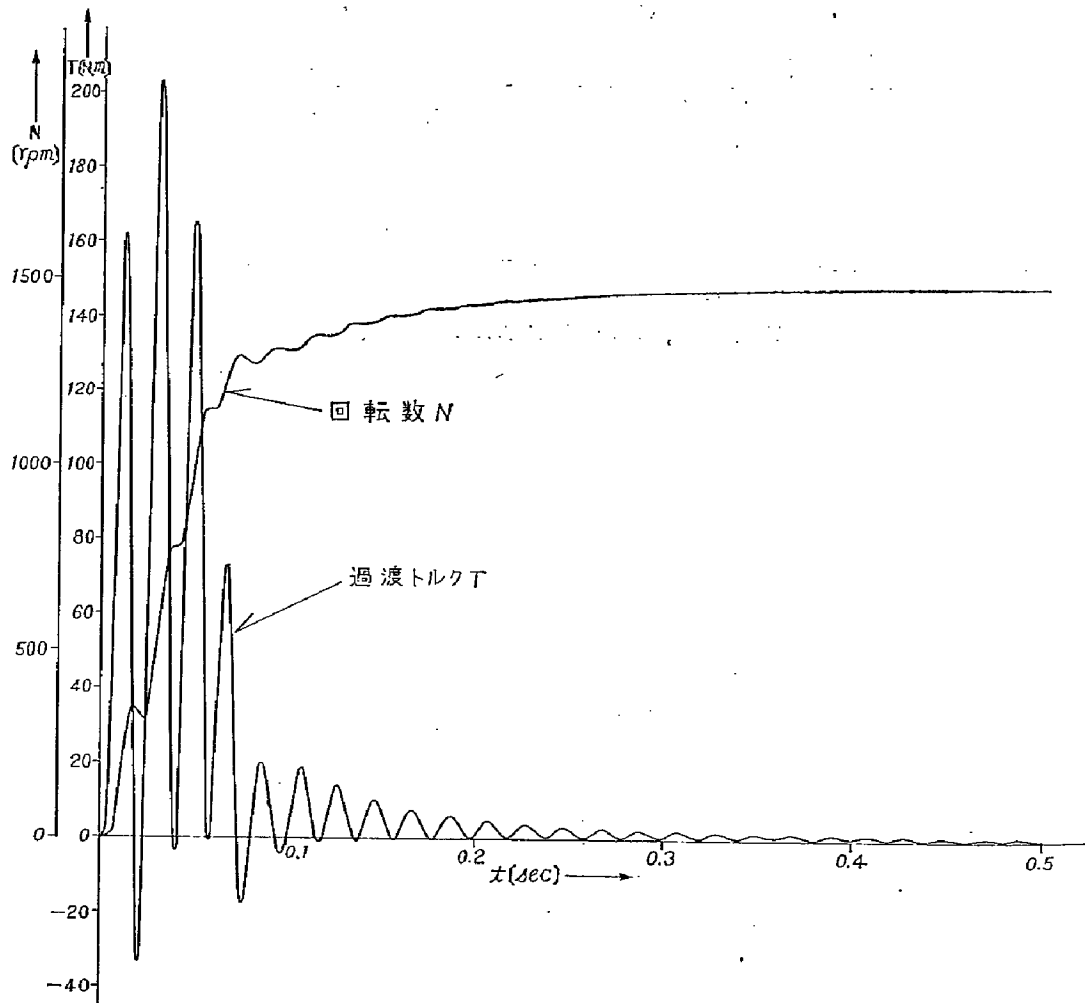
($V=200\text{ V}$, $f=50\text{ Hz}$, $R_{2x}=0$, C なし)



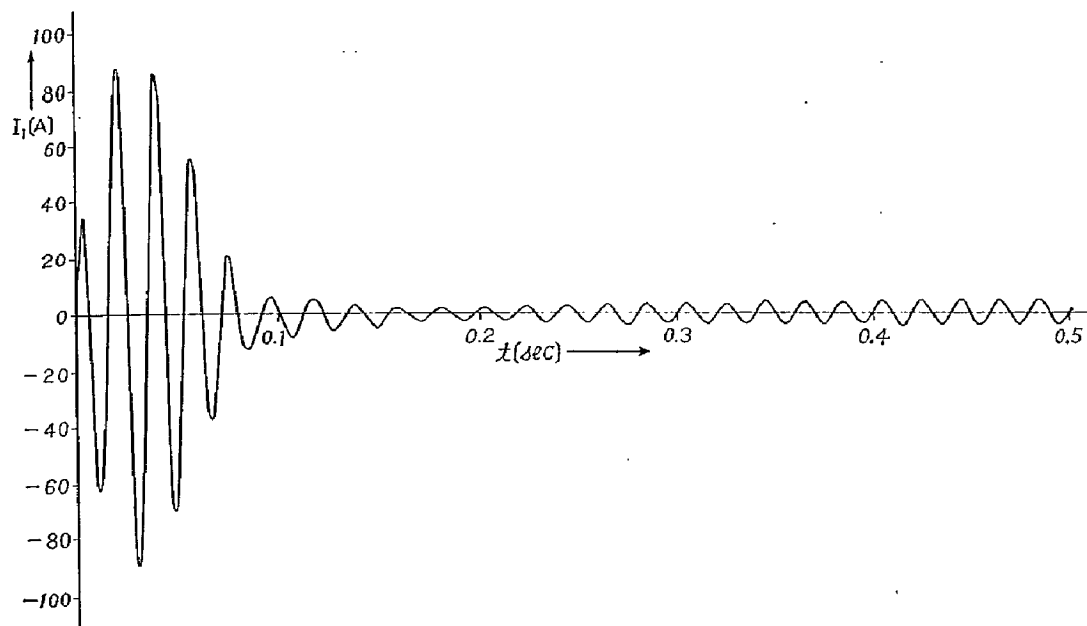
第3図(b) 固定子始動過渡電流



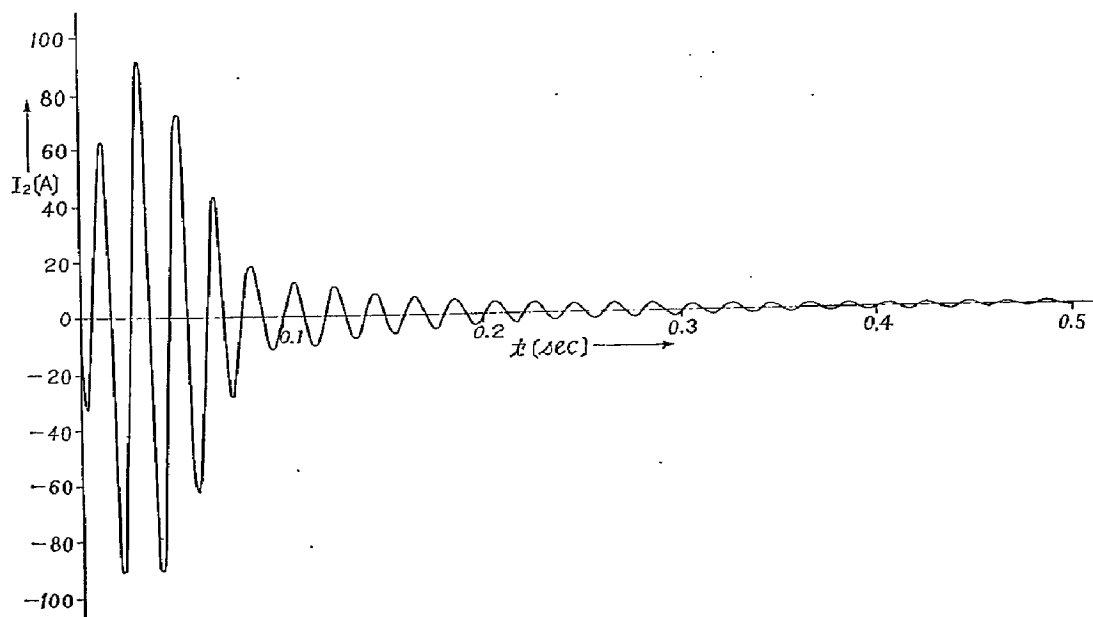
第3図(c) 回転子始動過渡電流



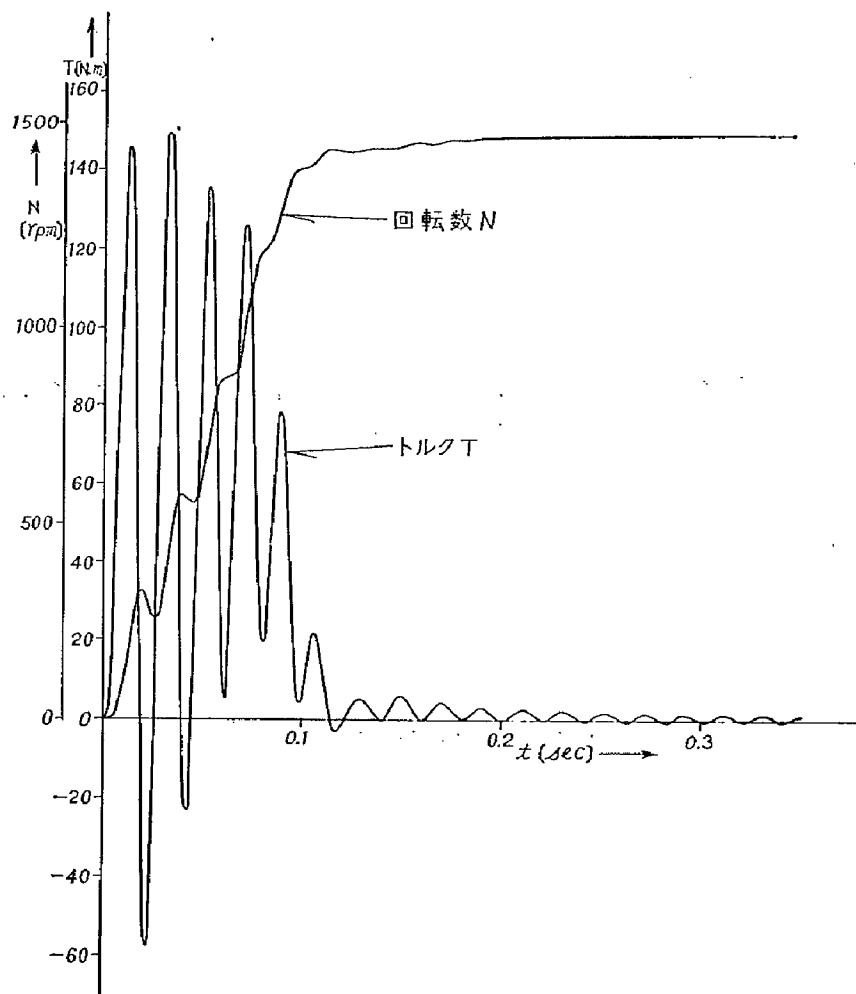
第4図(a) 始動過渡トルクと回転数
($V=200$ V, $f=50$ Hz, $R_{2x}=0$, $C=2000$ μ F)



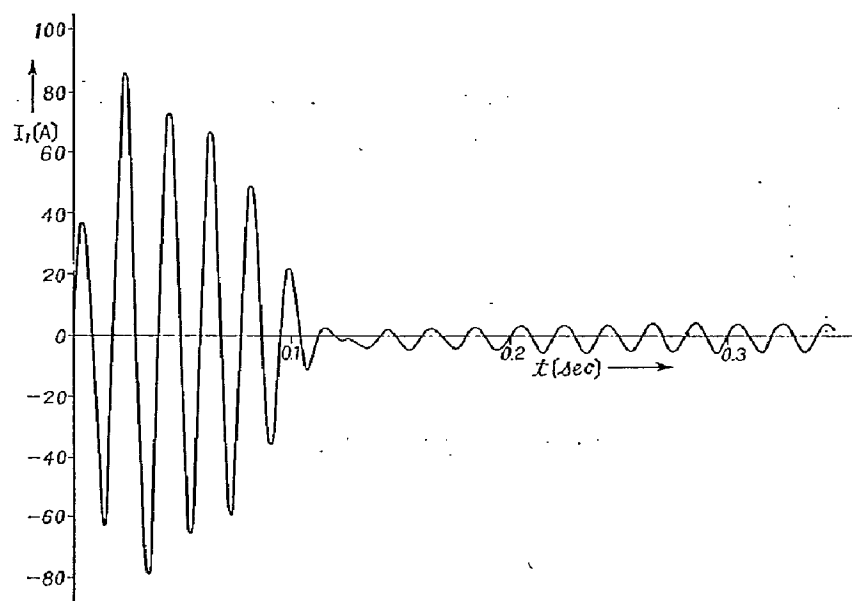
第4図(b) 固定子始動過渡電流



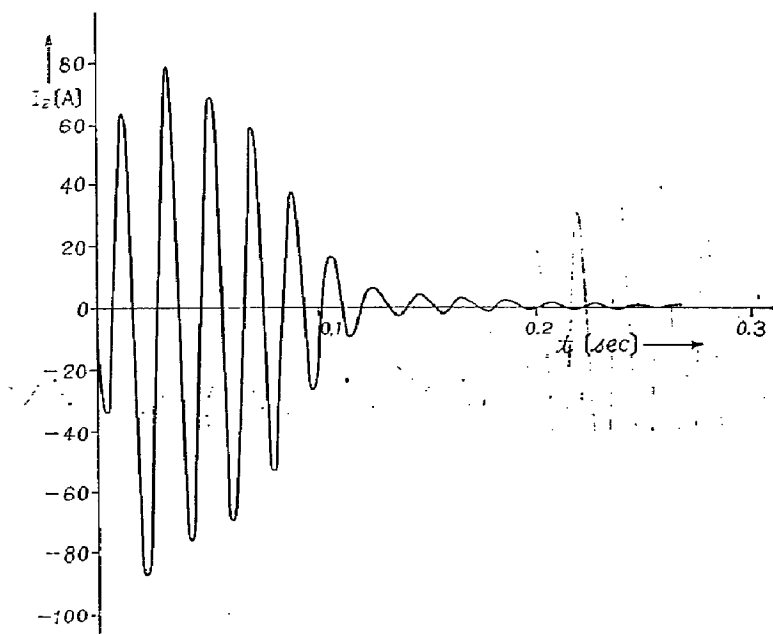
第4図(c) 回転子始動過渡電流



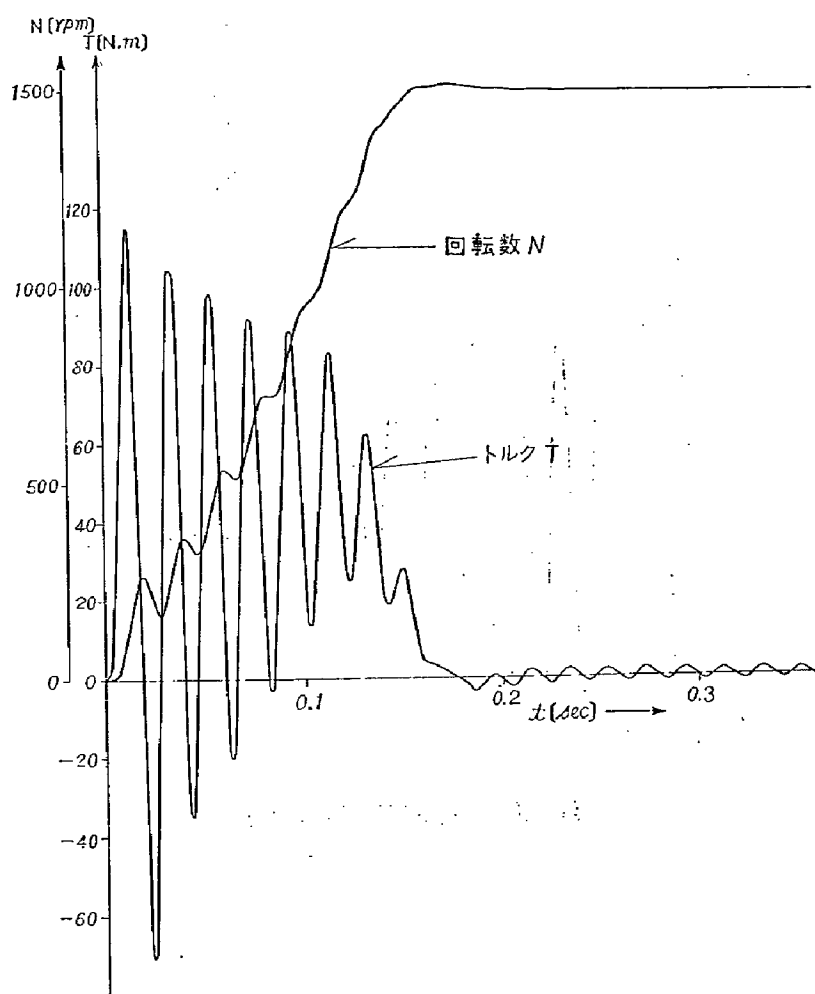
第5図(a) 始動過渡トルクと回転数
 $(V=200\text{ V}, f=50\text{ Hz}, R_{2x}=0, C=3200\text{ }\mu\text{F})$



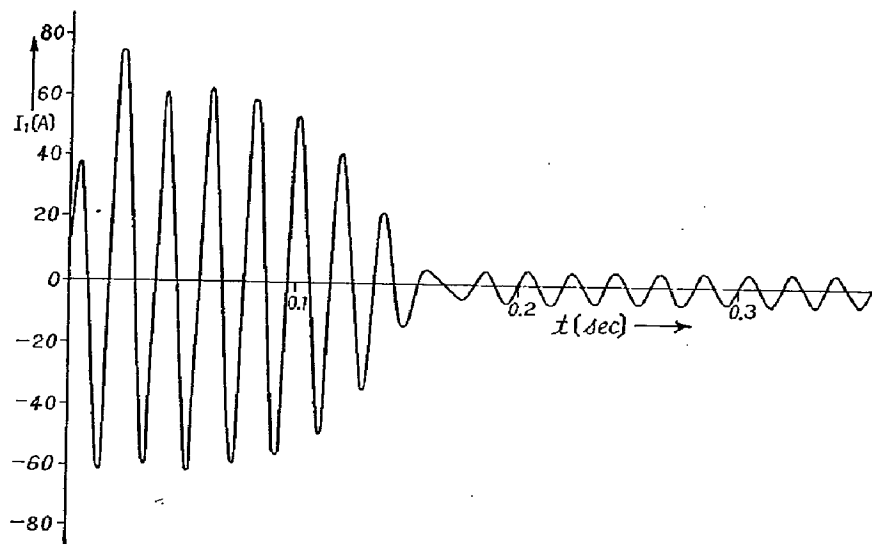
第5図(b) 固定子始動過渡電流



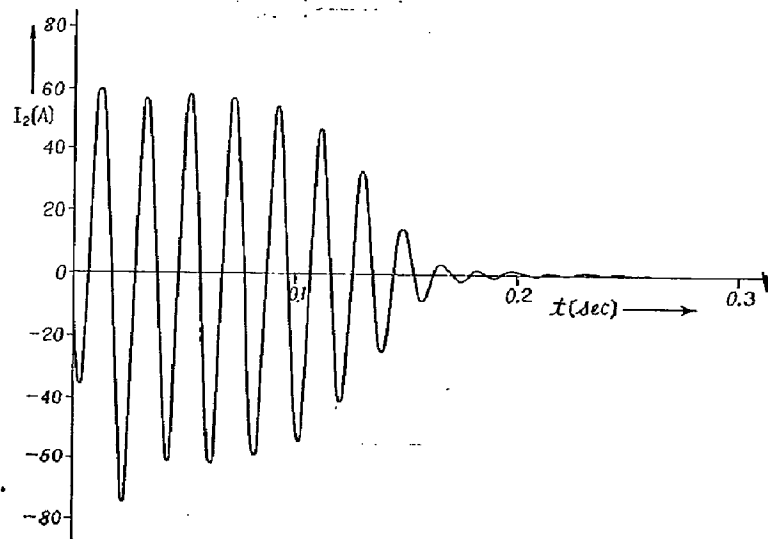
第5図(c). 回転子始動過渡電流



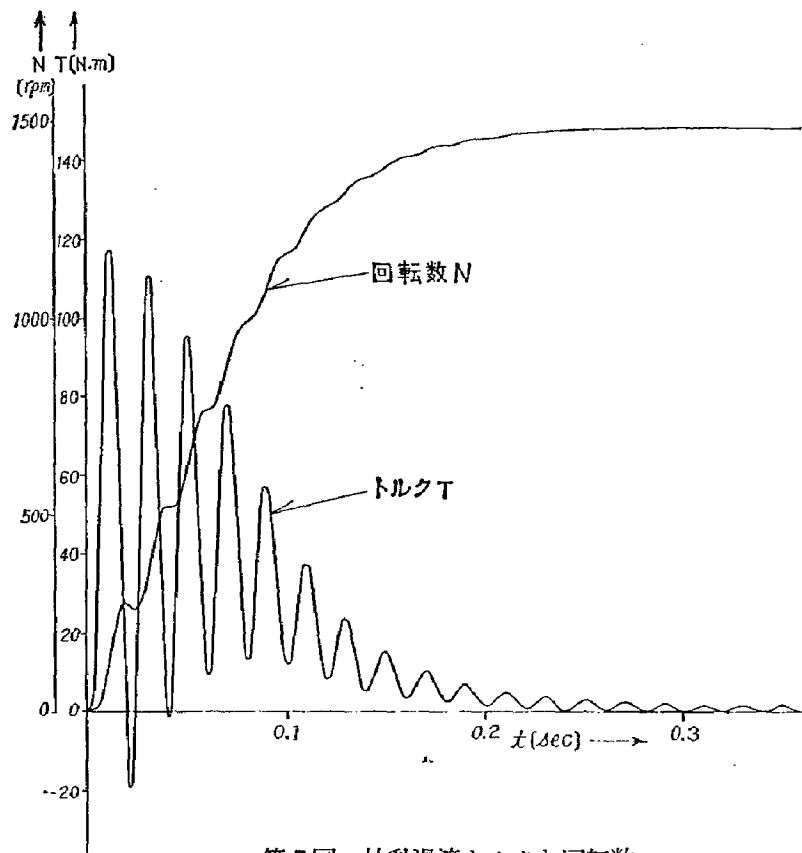
第6図(a) 始動過渡トルクと回転数
($V=200$ V, $f=50$ Hz, $R_{2x}=0$, $C=6400$ μ F)



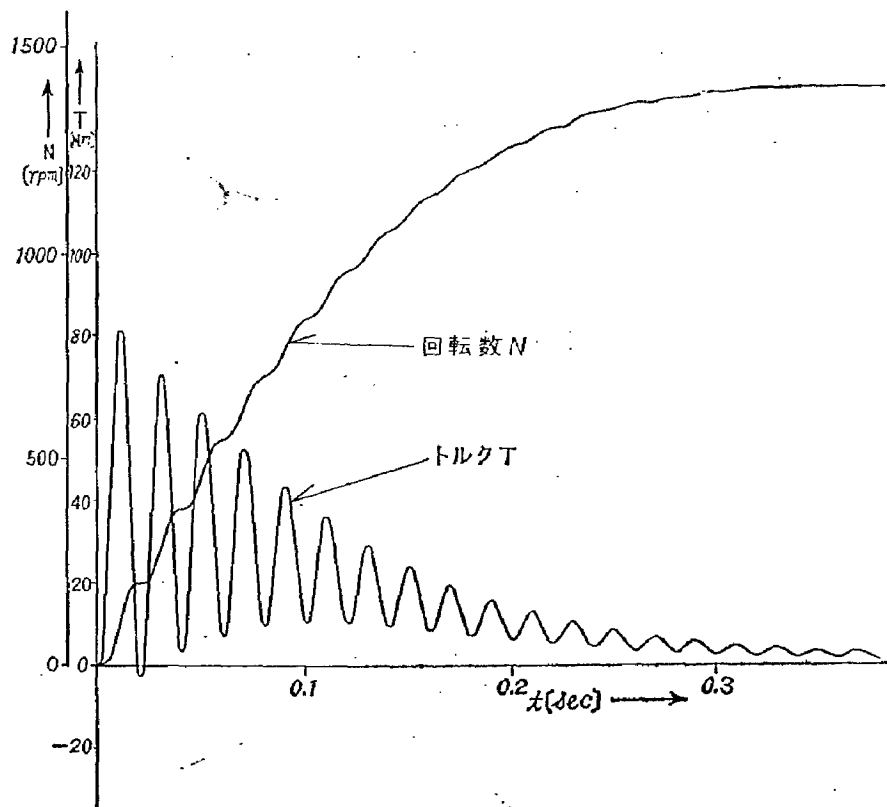
第6図(b) 固定子始動過渡電流



第6図(c) 回転子始動過渡電流



第7図 始動過渡トルクと回転数
 $(V=200\text{ V}, f=50\text{ Hz}, R_{2x}=0.97\ \Omega, C=3200\ \mu\text{F})$



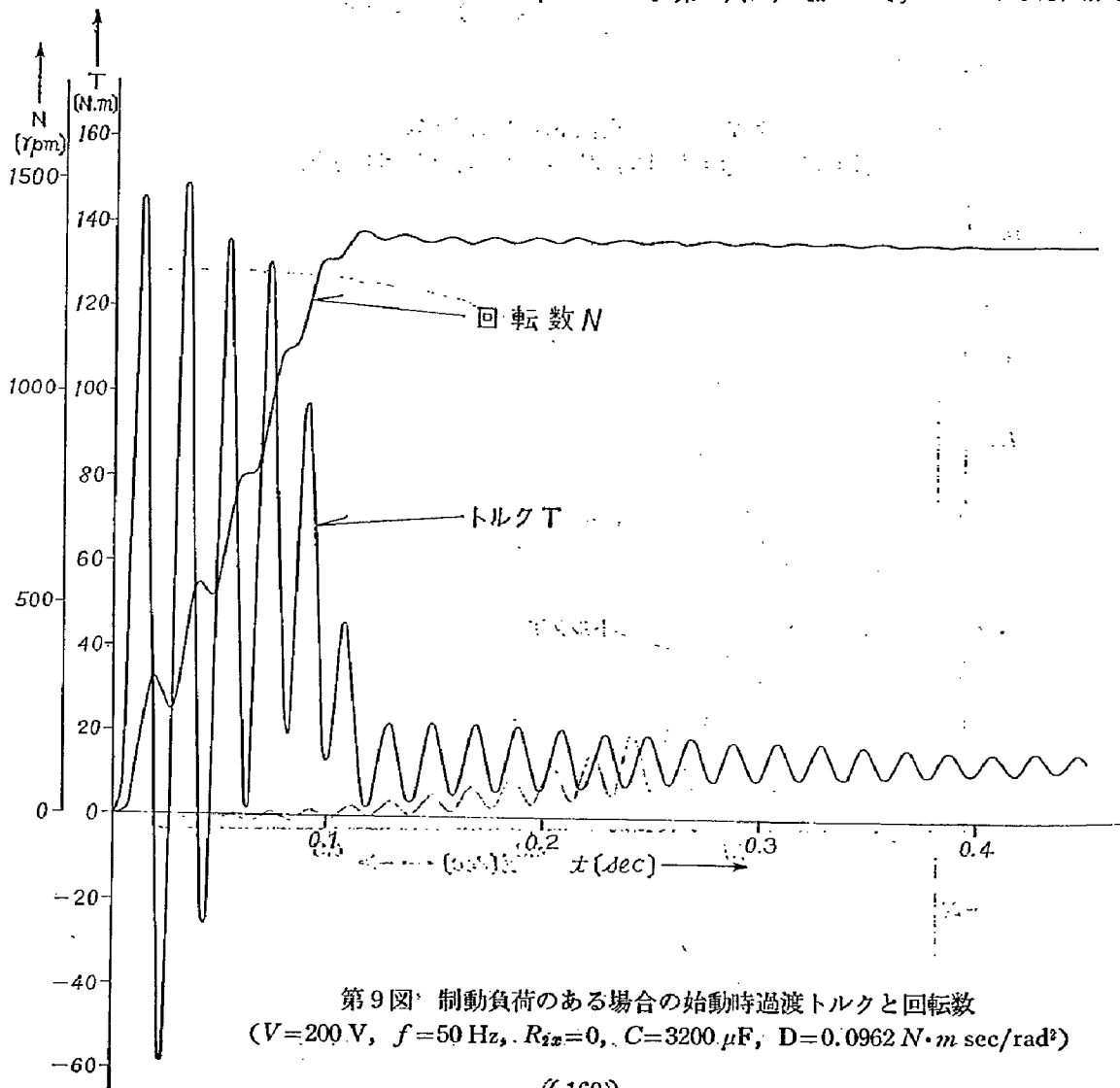
第8図 始動過渡トルクと回転数
 $(V=200\text{ V}, f=50\text{ Hz}, R_{2x}=2.88\ \Omega, C=3200\ \mu\text{F})$

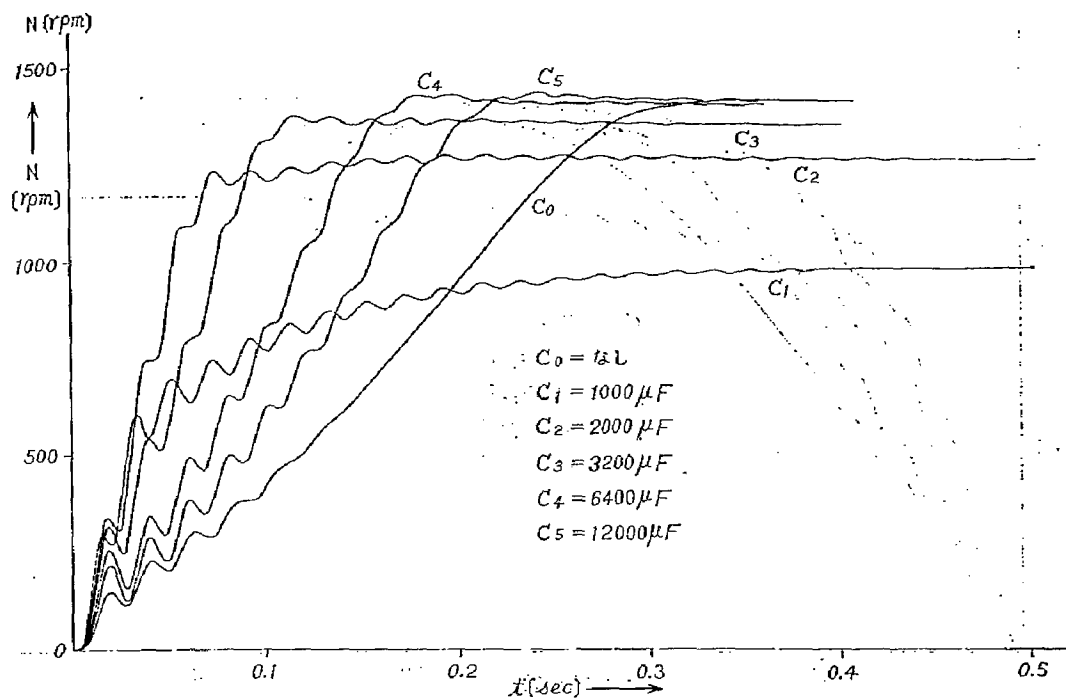
般に増大し、 $C=2000\ \mu\text{F}$ のときには、コンデンサを挿入しない場合の3倍にも達する。又、このトルクの最大振幅値も一般に増大し、 $C=2000\ \mu\text{F}$ のときには2.5倍にも達する。トルクの平均値も一般に増大し、 $C=2000\ \mu\text{F}$ の時には3倍程度になる。平均トルクが大きいため、回転数が同期速度付近まで上昇する時間は非常に短くなる。しかし、振動トルクの消滅する時間は長くなるため、回転数の変動する時間がその分長くなる。振動トルクの周波数は、コンデンサのない時には電源周波数よりも7 Hz程度少いが、この場合ほぼ電源周波数に等しい。固定子始動過渡電流の最大値も増加するが $C=2000\ \mu\text{F}$ の時には1.5倍で平均トルクの増加ほどは増大していない。回転子始動過渡電流の最大値は固定子電流の増加率よりわずかに高い。挿入コンデンサの容量によって各特性は変化するので一概には言えないが、過渡振動最大トルク、その振幅値、平均トルク、固定子過渡電流の最大値および回転子過渡電流の最大値などはある特定のコンデンサ容量で最大となり、容量が ∞ でコンデンサを挿入しない場合の

特性となり、容量が零で2次回路開放状態となる。挿入コンデンサを一定にして、2次挿入抵抗を変えると、その抵抗値が大きいほど、始動過渡最大トルク、トルク振幅値および平均トルク最大値等は小さくなる。2次抵抗によって、これらの値が変化しないコンデンサのI・Mないの特性とは大きな違いである。

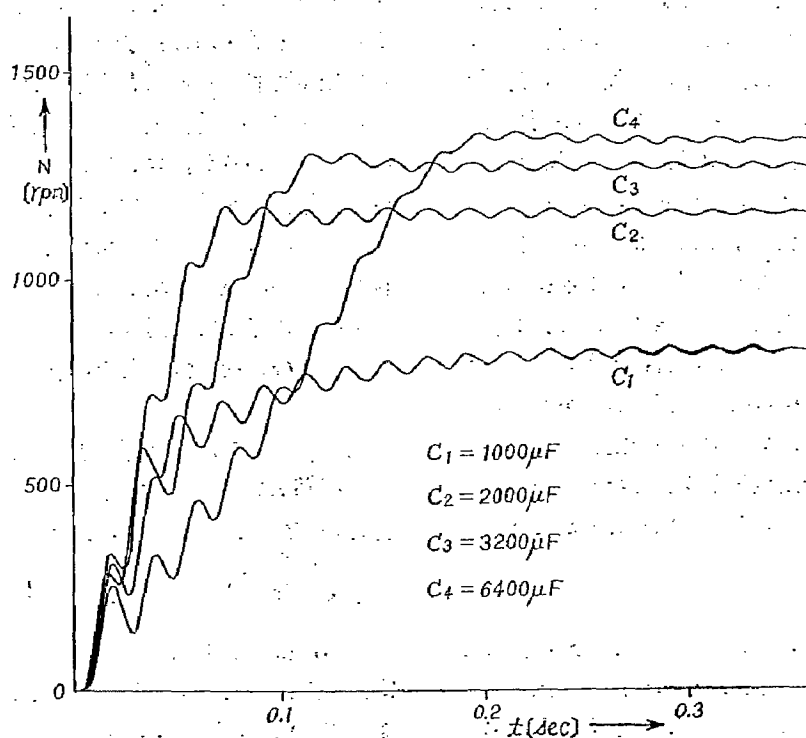
(4・2) コンデンサによる速度特性

2次挿入コンデンサの変化によって速度制御が可能であることおよびその静特性については他の論文で詳しく検討した¹⁰⁾。ここでは、制動負荷を持つこの種のI・Mの始動特性を検討し、一定負荷を持つ場合にもコンデンサを切り換えることによって速度制御が可能であることを述べる。第9図に $C=3200\ \mu\text{F}$ 、 $R_{2x}=0$ で制動係数 D が $D=0.0962\ \text{N}\cdot\text{m}\cdot\text{sec}/\text{rad}^2$ の制動負荷を持つI・Mを定格電圧でしか入れ始動した場合の過渡トルクと回転数を示した。この制動係数の値は定格速度とトルクに対応する制動負荷から求めた値の2倍である。この図の定常平均トルクが制動負荷トルクに等しい。第10図に、 $R_{2x}=0$ で、 $D=0.0962\ \text{N}\cdot\text{m}\cdot\text{sec}/\text{rad}^2$

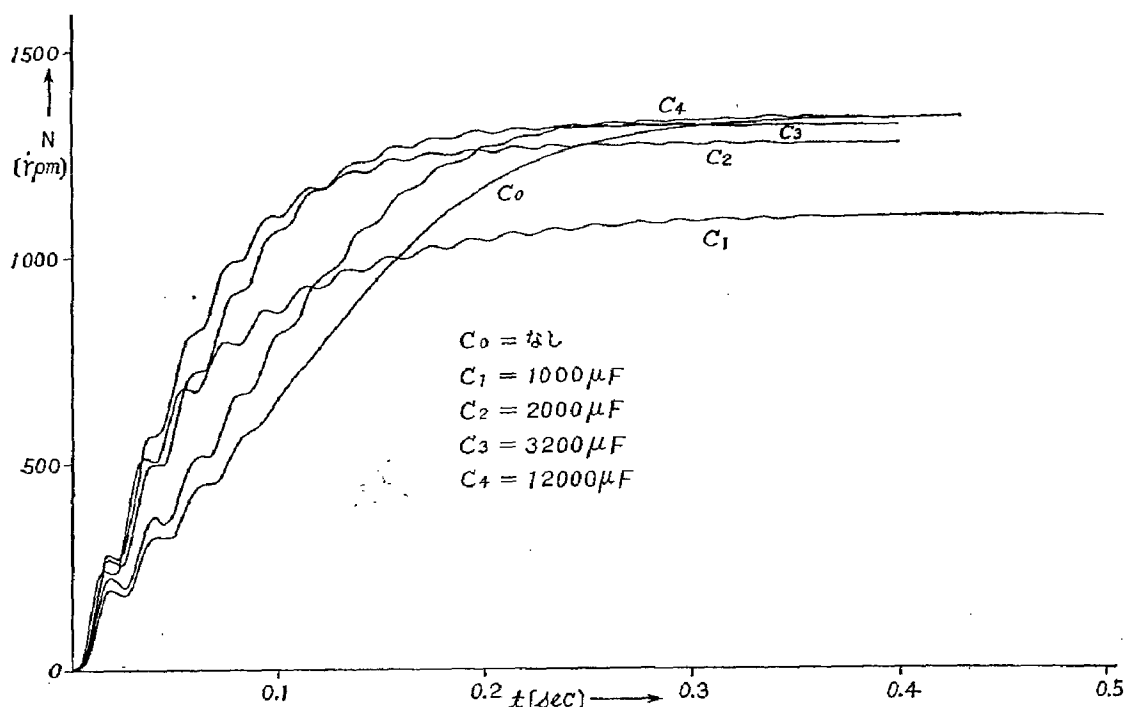




第10図 挿入コンデンサ容量による回転数の変化
 $(D=0.0962 N \cdot m \text{ sec/rad}^2, R_{2x}=0)$



第11回 挿入コンデンサ容量による回転数の変化
 $(D=0.1924 N \cdot m \text{ sec/rad}^2, R_{2x}=0)$



第12図 挿入コンデンサ容量による回転数の変化
($D=0.0962 \text{ N}\cdot\text{m sec/rad}^2$, $R_{2x}=0.97 \Omega$)

一定で、挿入コンデンサの容量を変えたときの始動時と定常時の回転数の変化を示している。第11図には $R_{2x}=0$ で、 $D=0.1924 \text{ N}\cdot\text{m sec/rad}^2$ としたときの挿入コンデンサによる始動時の回転数の変化と定常状態における回転数の関係を示している。この結果より、コンデンサの容量が増せば回転数は同期速度に近づく、従って、コンデンサ容量によって速度制御が可能であることがわかる。第12図に2次挿入抵抗を $R_{2x}=0.97 \Omega$ として、 $D=0.0962 \text{ N}\cdot\text{m sec/rad}^2$ の時の挿入コンデンサによる速度の変化を示した。2次抵抗を挿入すると速度可変の幅が狭くなる。従って、2次挿入抵抗とコンデンサの容量を適切な値で接続すれば、2次抵抗だけによる速度制御に比べ、非常に効率の良い速度制御ができる。制動負荷の場合、回転数が少なくなると比例して制動トルクが減少するが一定負荷の場合には回転数に無関係な一定負荷トルクとなるためこの負荷の方がより速度変化の幅を広く取ることができる。

5 あとがき

本論文において、コンデンサを回転子回路に挿入した三相誘導電動機の状態方程式を導き、じか入れ始動時の過渡特性を検討した。コンデンサをもつ $I \cdot M$ のじか入れ始動時過渡特性について次のことが明らかになった。(1)コンデンサ挿入によって、過渡トルクの最大値、トルク振幅値および平均トルクの最大値は大幅に増大するが、始動過渡電流の増加はトルクの増加率

の半分程度である。従って、始動時間が非常に短くなる。(2)振動トルクの周波数はほぼ電源周波数に等しい。(3)2次抵抗の増加に対して、過渡最大トルク、平均最大トルク等は減少する。また、制動負荷、一定負荷を負っている $I \cdot M$ の速度をコンデンサ容量の変化によって制御可能であることも述べた。この速度制御法による $I \cdot M$ の静特性⁽³⁾⁽⁴⁾⁽⁵⁾⁽⁶⁾と始動過渡特性については検討されているが、コンデンサとインダクタンスとの直列共振、回転数を変化する時のコンデンサ切り換え時の過渡現象についてはまだ明らかではないので、今後これらの現象を解明したい。

本研究に際してご討論いただいた高木亀一教授、西山栄枝教授、松宮恒夫助手、唐川正明助手に感謝致します。

尚、本研究の数値計算はすべて、明大計算センターの OKITAC 5090M で行なったことを記すと共にご協力いただいたセンターの方々に感謝します。

文 献

- (1)唐川, 松瀬他: 昭46年電気学会全国大会 No. 430。
- (2)大河内, 弓削多: 昭46年電気学会全国大会 No. 426。
- (3)唐川, 松瀬, 西山: 明大工研報告 No. 26。II-154。
- (4)T. Takeuchi: Matrix Theory of Electrical Machinery ('67) オーム社。
- (5)松瀬, 西山, 高木: 明大工研報告 No. 24, II-113。
- (6)D. C. White & H. H. Woodson: Electromechani-

cal Energy Conversion (1959) John Wiley & Sons.

(7)松瀬, 高木: 電学誌 Vol. 90 p. 691—699 (45—4)。

(8)唐川, 松瀬他: 昭 46 年電気学会九州支部大会 No. 228。

(9)Танатар, А. И, Носивец, А. А.; Электромеханика No. 11 ('70).

(10)Перегудов, В. В.; Электромеханика No. 3 ('65).

(11)Перегудов, В. В.; Электротехника No. 12 ('69).